

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-095107
 (43)Date of publication of application : 07.04.1995

(51)Int.CI. H04B 1/10
 G06F 17/10
 H03H 15/00

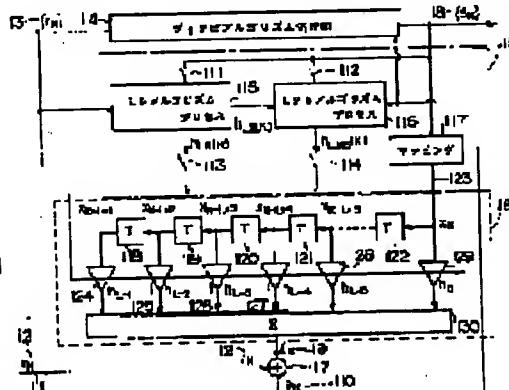
(21)Application number : 05-232878 (71)Applicant : TOSHIBA CORP
 (22)Date of filing : 20.09.1993 (72)Inventor : NAMEKATA MINORU

(54) ADAPTIVE TYPE MAXIMUM LIKELIHOOD SERIES ESTIMATE EQUIPMENT

(57)Abstract:

PURPOSE: To attain excellent estimation of a maximum likelihood series and to set an optimum impulse response to a transmission line in response to the environment of the transmission line by solving an initial convergence problem of an adaptive algorithm without increase in an arithmetic quantity.

CONSTITUTION: The equipment is provided with a Viterbi algorithm processing section 14, a transmission line impulse response estimate section 15 estimating the impulse response of a transmission line based on the adaptive algorithm, an estimate reception signal estimate section 16 comprising a transversal filter, and an error signal generating section 17 generating an error signal between an estimated reception signal and an actual reception signal, and a transmission object series fed from the Viterbi algorithm processing section 14 is fed to an LS algorithm processing section 115, where LS algorithm operation is operated for a known signal series block in a TKMA slot by using switches 111, 112 and fed to an LMS algorithm processing section 116, where the LMS algorithm processing is executed for a data signal series block.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 01.02.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application].

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-95107

(43)公開日 平成7年(1995)4月7日

(51) Int.Cl.⁶
H 0 4 B 1/10
G 0 6 F 17/10
H 0 3 H 15/00

識別記号 M 9298-5K
室内整理番号 8842-5J
9364-5L

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数2 OL (全20頁)

(21)出願番号 特願平5-232878

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(22)出願日 平成5年(1993)9月20日

(72) 發明者 行方 穗

神奈川県

式会社東芝研究開発センター内

卷四十一

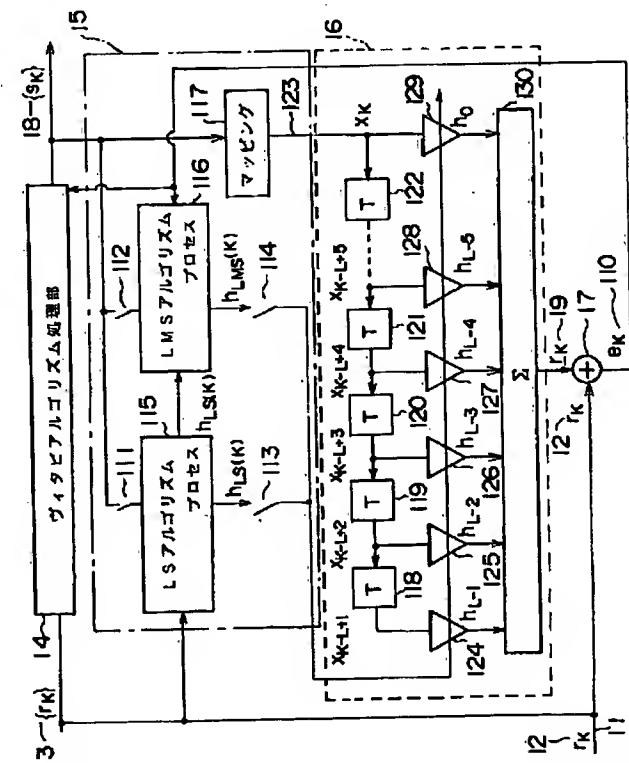
(74) 代理人 斧理士 鈴江 武彦

(54) 【発明の名称】 適応型最尤系列推定装置

(57) 【要約】

【目的】 適応アルゴリズムの初期収束問題を演算量の増大なしで解決し、良好な最尤系列推定を図ることと、伝送路環境に応じた最適な伝送路インパルス応答設定を図ることを目的としている。

【構成】 ヴィタビアルゴリズム処理部14と、適応アルゴリズムより伝送路インパルス応答を推定する伝送路インパルス応答推定部15と、トランスマルサルフィルタで構成される推定受信信号推定部16と、推定受信信号と受信信号との誤差信号を生成する誤差信号生成部17とを有し、ヴィタビアルゴリズム処理部14から供給される送信候補系列をスイッチ111、112を用いてTKMAスロット内の既知信号系列区間ではLSアルゴリズム処理部に供給してLSアルゴリズム演算を行い、データ信号系列区間ではLMSアルゴリズム処理部に供給してLMSアルゴリズム処理を行う。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 推定された伝送路インパルス応答に基づいて受信信号から送信信号系列を推定するヴィタビアルゴリズム処理部と、

既知信号系列もしくは前記ヴィタビアルゴリズム処理により推定される送信信号系列と、時刻 $k - 1$ に推定された伝送路インパルス応答から時刻 k における推定受信信号を算出する推定受信信号算出手段と、

時刻 k での受信信号と時刻 k での前記推定受信信号との誤差信号を生成する誤差信号生成手段と、

前記誤差信号を元に適応アルゴリズムを用いて時刻 k における伝送路インパルス応答を推定する伝送路インパルス応答推定部と、

を具備した適応型最尤系列推定装置において、

前記伝送路インパルス応答推定部は、前記受信信号のうち既知信号系列が受信されている区間内では、少なくとも1回の行列乗算を実行して、逐次的な繰り返し演算無しに伝送路インパルス応答を推定し、データ信号系列が受信されている区間内では、伝送路インパルス応答を逐次的に推定することを特徴とする適応型最尤系列推定装置。

【請求項2】 前記伝送路インパルス応答推定部は、伝送路インパルス応答推定用トランスパーサルフィルタのタップ長 L と前記行列演算に用いる時間窓幅 N で決まる系列長を、前記既知信号系列全て、もしくは前記既知信号系列の部分系列に割り当て、割り当てた前記既知信号系列から予め計算して求めておいた行列演算で利用する $L \times N$ 行列を記憶する記憶手段と、

この記憶手段から読み出された $L \times N$ 行列と、前記 $L \times N$ 行列の算出に用いた前記既知信号系列に相当する前記受信信号系列からなる N 元受信信号ベクトルとの行列乗算を行う乗算手段とを具備し、

その乗算結果として得られる L 元ベクトルが前記既知信号区間内の推定伝送路インパルス応答になるような構成にしたことを特徴とする請求項1記載の適応型最尤系列推定装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、ディジタル通信の受信機において、受信信号が伝送路から受けた歪みを補償する等化器として利用される最尤系列推定器に関するもので、特に伝送路推定能力の向上を目指したものである。

【0002】

【従来の技術】 近年、ディジタル移動通信機器の開発が急速に行われているが、陸上移動通信を行う上では、移動体を取り巻く物理的な環境より生じる伝搬遅延を伴った多重波伝搬干渉と移動体の高速移動によって、受信信号は複雑で著しい歪みを受ける。この歪みを一般に周波数選択性フェージングによる歪みと称する。移動体端末だけ、更に雑音が重畠されたこの受信信号から何等かの

信号処理手段を用いて、雑音を含む歪み成分を補償する必要がある。ディジタル移動通信における波形等化技術は、これらの歪みを補償するための技術であり、主に2種類がある。1つは、判定帰還型等化器（D F E : Decision Feedback Equalizer）であり、もう1つが適応型最尤系列推定器（M L S E : Maximum Likelihood Sequence Estimation）である。前者は、演算量やハード規模等から評価しての実現し易さから検討されていた。また、後者は、波形等化技術の中では最強であり、近年のL S I 微細加工技術の目ざましい発達やディジタル信号処理に適した高速ディジタル信号処理プロセッサ（D S P）の登場による実現が可能となってきた。

【0003】 最尤系列推定器は、受信信号系列が与えられたとき、その系列に最も合致する送信信号系列を、送信されると考えられる全ての送信信号系列の中からヴィタビアルゴリズムを用いて1つだけ選び出すものである。また、最尤系列推定器では、伝送路インパルス応答が何等かの手段により既知であることを前提として動作する。ゆえに、自動車電話のような陸上移動通信では、伝送路特性が時々刻々と変動するので、最尤系列推定器でもその変動に追随して伝送路インパルス応答を変化させねばならない。例えば、約 20 k symbol/s の伝送速度で通信を行う際に、移動体の速度が 100 km/h 程度になると、約 240 シンボル時間程度の周期のフェージングが生じる。したがって、 120 シンボル周期で受信信号のフェードが生じることになる。このような高速変動伝送路に追随するために高速収束及び高速追随性を有する様々な適応アルゴリズムが、最尤系列推定器の伝送路推定部に採用される。その多くは、演算量の少なさからL M S アルゴリズムが採用されている。また、L M S アルゴリズムよりも収束性能が高速であるが、演算量が多いR L S アルゴリズムも演算量を削減する工夫がなされて採用されている例もある。

【0004】 一般にディジタル方式の陸上移動通信では、その通信方式としてT D M A 方式を採用し、同一周波数のチャネルをスロットと呼ばれる単位に時分割し、複数のユーザーを割り当てて加入者容量を上げている。そして、時分割されたスロット同士の判別の意味と受信機の同期確立の意味で、スロット内には既知信号系列が組み込まれている。例として図12に米国T I A のI S - 54で規定されている北米ディジタルセルラーのスロット構成92（ダウンリンク）を掲載する。スロット先頭に位置する14シンボルが既知信号系列93（SYNC）である。この既知信号系列とこの既知信号系列に相当する受信信号系列から伝送路インパルス応答推定初期値を求め、既知信号系列以降に続く未知データ系列を推定しながら伝送路インパルス応答を逐次更新しなければならない。したがって、この短期間の既知信号系列で可能な限り真の伝送路応答に近付く（収束する）ことが受信機の性能を左右するので、先に述べた高速収束性能を有す

るRLSアルゴリズム等の採用も検討されているのである。

【0005】次に、最尤系列推定器の動作を簡単に具体的に説明する。前述の通り、最尤系列推定器は、前提として伝送路インパルス応答が既知であり、考え得る全ての送信信号系列（これら系列を候補系列と称する）から最も良好に合致する送信信号系列を唯一求めるものである。これを決定するために尤度がある。最尤系列推定器における尤度は、ヴィタビアルゴリズムを用いて効率的に計算される。

【0006】図13は、変調方式としてQPSK変調を採用した場合を説明する状態遷移図である。QPSK変調の場合、1時刻に送信され得るシンボルは4種類存在し、これらを状態0、状態1、状態2、状態3とする（99, 910, 911, 912）。ある時刻の各状態から次の時刻の状態へ遷移する経路をパス（917, 918, 919, 920）と称する。時刻kにおける状態0に注目すると、

（1）時刻k-1の各状態から時刻kの状態0へのパスは4本ある。

（2）時刻kの状態0へ至るパスも4本ある。

【0007】

時刻1 k k-1 k-2 k-3 k-4

パス0→0-0-2-3-1 →x₀ (k)
パス1→0-1-4-3-1 →x₁ (k)
パス2→0-2-1-2-1 →x₂ (k)
パス3→0-3-0-2-1 →x₃ (k)

ここで、x_j (k) は、時刻kにおける状態j (j = 0, ..., 3) に至るパスに沿った送信信号候補系列から所定の変調方式に応じてマッピング処理が施された信号で構成される送信信号ベクトルを意味する。

（3）時刻k-1の各状態に至る唯一のパスは、生き残りパス（913, 914, 915, 916）と呼ばれ、それら生き残りパスにより推定された伝送路インパルス応答をそれぞれh₀ (k-1), h₁ (k-1), h₂ (k-1), h₃ (k-1) とする。

（4）上記（2）の4つの候補系列をそれぞれパスに沿って推定された伝送路インパルス応答を用いて各パスの時刻kでの推定受信信号_Lk,0, _Lk,1, _Lk,2, _Lk,3 を算出する。

【0008】_Lk,j = x_j ^t (k) h_j (k-1) →時刻k、
パスjの推定受信信号

但し、添え字tは行列の転置を意味する。

（5）時刻kの受信信号をr_k とし、推定した受信信号との自乗誤差をプランチメトリック（bm）と称する。

【0009】bm_{k,j} = |r_k - _Lk,j| ² →時刻k、
パスjのプランチメトリック

$$K(k) = P(k-1) x^*(k) / \{ \omega + x^t(k) P(k-1) x^*(k) \}$$

$$P(k) = \{ P(k-1) - K(k) x^t(k) P(k-1) \} / \omega$$

$$h(k) = h(k-1) + K(k) e_k \rightarrow RLS\text{アルゴリズム} \quad \dots (b)$$

（6）プランチメトリックは、生き残りパスに沿って各時刻で算出されており、時刻kの状態0に至る4つのパスにおいての累積値を求める。これをパスメトリック（pm）と称する。

【0010】pm_{k,0,j} = pm_{k-1,j} + bm_{k,j}
但し、j = 1, ..., 3, ≥ 1 で、pm_{0,j} = 0 である。

（7）（6）で求めた時刻k、状態0での4つのパスメトリックの中で最小のパスメトリックを有するパス（パス0～パス3のどれか）が時刻k、状態0での生き残りパスとなる。

（8）時刻k、状態0に至る生き残りパスに沿った有限長の推定送信信号系列と、実際の受信信号系列から適応アルゴリズムを用いて、生き残りパスに沿った推定伝送路インパルス応答h₀ (k) を求める。

（9）時刻kにおいてこの操作を状態0～状態3まで同様に繰り返し、時刻kでの全ての状態へ至る生き残りパスと推定伝送路インパルス応答を決定する。

（10）処理すべき系列の最後のシンボルに達したら、生き残りパスに沿って求められるパスメトリックが最小である系列を最終的な推定送信信号系列として決定する。

【0011】次に、最尤系列推定器の伝送路インパルス応答推定に用いられる適応アルゴリズムに関して簡単に説明する。前述項目（8）で生き残りパスに沿って伝送路インパルス応答を推定する際に、以下に示すLMSアルゴリズムまたは、RLSアルゴリズムで推定することが多い。時刻k、任意の状態における生き残りパスに沿った送信信号候補系列から所定の変調方式に応じてマッピングされた系列から構成される送信信号ベクトルをx (k) = [x_k, x_{k-1}, ..., x_{k-L+1}] ^t とする。添え字tは行列の転置を意味する。Lは伝送路インパルス応答を模擬するトランスバーサルフィルタのタップ長である。時刻kでは、時刻k-1での伝送路インパルス応答h (k-1) により推定受信信号_Lk を算出する。そして、実際の受信信号r_k との差を誤差信号e_k と称して以下の通り与えられる。

【0012】

$$e_k = r_k - _Lk = r_k - x^t (k) h (k-1)$$

LMSアルゴリズムでは、時刻kにおける推定伝送路インパルス応答h (k) を次のように算出する。

【0013】h (k) = h (k-1) + μ e_k x^{*} (k) →LMSアルゴリズム ... (a)

但し、μは、ステップサイズ、添え字*は、行列の共役を意味する。RLSアルゴリズムでは、同h (k) を次のように算出する。誤差信号e_k は前述と同じである。

【0014】

但し、 $K(k)$ は、時刻 k におけるカルマンゲインベクトル、 $P(k)$ は、時刻 k における誤差信号 e_k の共分散行列、 ω は、忘却係数である。

【0015】以上より理解できる通り、LMS アルゴリズムに対してRLS アルゴリズムは、複雑で多くの行列演算を必要とするので、総演算量が莫大になり、従来では殆ど採用されていない。また、既知信号区間では、 $K(k)$ が既知であることから、既知信号区間では、LMS アルゴリズムの $\mu x^*(k)$ の代わりに $K(k)$ を使用することで、LMS アルゴリズムと同じ演算量でRLS アルゴリズムの高速収束性能を有する伝送路インパルス応答推定部を備えた最尤系列推定器も存在する。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述した2つの適応アルゴリズムは、逐次更新型のアルゴリズムするために、幾ら高速収束性を有する適応アルゴリズムでも、最適解に到達するには、ある程度の長さの既知信号系列長と繰り返し演算が必要となる。収束するまでの既知信号系列長は、LMS アルゴリズムでは、ステップサイズに依存し、RLS アルゴリズムでは、忘却係数に依存するが、先に示した図12の北米仕様スロットの14シンボルの既知信号系列長では、十分とは言いがたい。最尤系列推定器において、既知信号系列に統いて受信される未知信号系列（情報データ）の系列推定性能（符号誤り率）は、既知信号系列区間での精度の良い付加雑音の影響も含めた初期伝送路インパルス応答推定に大きく依存している。十分に付加雑音の影響を抑圧せず、また、真値の伝送路インパルス応答に収束しないうちにヴィタビアルゴリズムを動作させると、最尤系列推定を誤る場合が生じてしまう。

【0017】また、上述の適応アルゴリズムでは、どちらにしても既知信号系列区間においても、毎時刻、上述した（a）式もしくは（b）式の演算処理をして逐次的に最適解に近付ける操作が必要である。

【0018】更に、従来の逐次更新型の最尤系列推定器では、伝送路インパルス応答を模擬するトランスバーサルフィルタのタップ長が固定であり、一般的に伝送路のマルチパス遅延時間の最大値で決定されていた。しかし、マルチパス遅延量が情報伝送周期の整数倍でない場合では、受信信号における符号間干渉の量が多くなり、伝送路のマルチパス遅延量の最大値で決まるタップ数では、足りないことが殆どである。そして、最適と思われるタップ数は、マルチパス遅延量に応じて変化するものである。

【0019】本発明の適応型最尤系列推定装置はこのような課題に着目してなされたものであり、その目的とするところは、最尤系列推定器の動作性能を大きく左右する既知信号系列区間での伝送路インパルス応答初期値の推定をより確実に行なうとともに演算量を削減して、従来の様な逐次更新型の適応アルゴリズムが有していた

収束速度問題と演算量の問題とを解決できる適応型最尤系列推定装置を提供することにある。

【0020】

【課題を解決するための手段及び作用】上記の目的を達成するために、本発明の適応型最尤系列推定装置は、

(1) 推定された伝送路インパルス応答に基づいて受信信号から送信信号系列を推定するヴィタビアルゴリズム処理部と、既知信号系列もしくは前記ヴィタビアルゴリズム処理により推定される送信信号系列と、時刻 $k-1$ に推定された伝送路インパルス応答から時刻 k における推定受信信号を算出する推定受信信号算出手段と、時刻 k での受信信号と時刻 k での前記推定受信信号との誤差信号を生成する誤差信号生成手段と、前記誤差信号を元に適応アルゴリズムを用いて時刻 k における伝送路インパルス応答を推定する伝送路インパルス応答推定部とを具備し、前記伝送路インパルス応答推定部は、前記受信信号のうち既知信号系列が受信されている区間内では、少なくとも1回の行列乗算を実行して、逐次的な繰り返し演算無しに伝送路インパルス応答を推定し、データ信号系列が受信されている区間内では、伝送路インパルス応答を逐次的に推定する。

【0021】(2) また、前記伝送路インパルス応答推定部は、伝送路インパルス応答推定用トランスバーサルフィルタのタップ長 L と前記行列演算に用いる時間窓幅 N で決まる系列長を、前記既知信号系列全て、もしくは前記既知信号系列の部分系列に割り当て、割り当てた前記既知信号系列から予め計算して求めておいた行列演算で利用する $L \times N$ 行列を記憶する記憶手段と、この記憶手段から読み出された $L \times N$ 行列と、前記 $L \times N$ 行列の算出に用いた前記既知信号系列に相当する前記受信信号系列からなる N 元受信信号ベクトルとの行列乗算を行う乗算手段とを具備し、その乗算結果として得られる L 元ベクトルが前記既知信号区間内の推定伝送路インパルス応答になるような構成とする。

【0022】

【実施例】以下図面を参照して本発明の第1、第2実施例を詳細に説明する。まず、第1実施例の構成の概略を説明する。本実施例に係る適応型最尤系列推定装置（適応型最尤系列推定器）の第1の構成は、推定された伝送路インパルス応答に基づいて受信信号から送信信号系列を推定するヴィタビアルゴリズム処理部と、既知信号系列もしくは前記ヴィタビアルゴリズム処理により推定される送信信号列と、時刻 $k-1$ に推定された伝送路インパルス応答から時刻 k における推定受信信号を算出する推定受信信号算出手段と、時刻 k での受信信号と時刻 k での前記推定受信信号との誤差信号を生成する誤差信号手段と、前記誤差信号を元に適応アルゴリズムを用いて時刻 k における伝送路インパルス応答を推定する伝送路インパルス応答推定部とを具備した最尤系列推定装置において、前記伝送路インパルス応答推定部は、前記受信

信号のうち既知信号系列が受信されている区間内では、少なくとも1回のLS(Least Squares)アルゴリズムを実行して、逐次的な繰り返し演算無しに伝送路インパルス応答を推定し、データ信号系列が受信されている区間内では、LMS(Least Mean Squares)アルゴリズムを用いて伝送路インパルス応答を逐次的に推定する。

【0023】本実施例の第2の構成において、前記伝送路インパルス応答推定部は、伝送路インパルス応答推定用トランスバーサルフィルタのタップ長Lと前記行列演算に用いる時間窓幅Nとの和で決まる系列長(実際にはL+N-2となる)を、前記既知信号系列全て、もしくは前記既知信号系列の部分系列(一部の連続する系列)に割り当て、割り当てた前記既知信号系列から予め計算して求めておいた行列演算で利用するL×N行列(以下G行列と呼ぶ)を記憶するG行列記憶手段と、このG行列記憶手段から読み出されたG行列と、前記G行列の算出に用いた前記既知信号系列に相当する前記受信信号系列からなるN元受信信号ベクトル(以下rベクトルと呼ぶ)との行列乗算を行う乗算手段とを備え、その乗算結果として得られるL元ベクトルが前記既知信号区間内の推定伝送路インパルス応答になるような構成にする。

【0024】本実施例の第3の構成は、第1及び第2の構成において、前記既知信号区間内でLSアルゴリズムにより求める推定伝送路インパルス応答のタップ数L₁を、前記既知信号区間に統いて到来するデータ系列区間での推定伝送路インパルス応答のタップ数L₂よりも多く設定して、伝送路インパルス応答を推定するものである。

【0025】本実施例の第4の構成は、第3の構成において、前記既知信号系列区間内で推定された伝送路インパルス応答のL₁個ある各タップの電力を算出する手段と、L₁個のタップの中から連続するL₂個のタップの電力の総和が最大になる組み合わせを選択する手段を備え、選択された連続するL₂個のタップを有する伝送路インパルス応答を推定初期値とするものである。

【0026】本実施例の第5の構成は、第3の構成において、前記既知信号系列区間内で推定された伝送路インパルス応答のL₁個のタップの電力を算出する手段と、L₁個の各タップの電力をあらかじめ決めておいた閾値よりも大きい連続したタップを選択する手段を備え、選択されたタップ数を前記データ系列区間内での伝送路インパルス応答推定用トランスバーサルフィルタのタップ数L₂に設定するものである。

【0027】本実施例の第6の構成は、第3の構成において、前記既知信号系列区間内で推定された伝送路インパルス応答のL₁個ある各タップの電力を算出する手段と、L₁個の各タップの電力の総和に対してあらかじめ決めておいた伝送路インパルス応答が持つべき電力の閾値よりも大きくなる連続したタップを選択する手段を備え、選択されたタップ数を前記データ系列区間内での伝

送路インパルス応答推定用トランスバーサルフィルタのタップ数L₂に設定するものである。

【0028】前記第1の構成によれば、適応型最尤系列推定器における伝送路インパルス応答推定処理部の適応アルゴリズムにLSアルゴリズムを採用する構成としたので、有限長の既知信号系列区間内で適応アルゴリズムの最適解が1回の行列の乗算で求まり、従来の適応型最尤系列推定器の伝送路インパルス応答推定処理部に採用されている逐次更新型の適応アルゴリズムのような初期収束性能を考慮する必要がない上に、逐次更新型のような最適解へ収束未達のままでヴィタビアルゴリズム処理を開始した結果、最尤系列推定に誤りが生じるという点を避けることができ、受信機の性能向上が図れる。また、既知信号系列区間内で算出した伝送路インパルス応答推定値は、以後のデータ信号系列区間内での適応アルゴリズムであるLMSアルゴリズムの初期値として非常に効率的に利用される。初期収束性能が良好ではない点を大目に見て、演算量が少ないとから適応型最尤系列推定器の適応アルゴリズムとして多く採用されているLMSアルゴリズムの欠点を補った上に、従来と演算量や構成を同じくすることができる。

【0029】第2の構成によれば、以上のような適応型最尤系列推定器の伝送路インパルス応答推定処理部における既知信号系列区間内での伝送路インパルス応答推定にLSアルゴリズムを用いたが、予め既知信号系列に従って固有に演算処理が施されて記憶領域に記憶されているG行列を既知信号系列をアドレスにして読み出し、LSアルゴリズムによる最適解を算出する対象となる有限系列区間長で決まる受信信号ベクトルと行列の乗算をするだけで、その有限系列区間長内の最適解が求められる。これにより、既知信号系列区間内で少なくとも1回のLSアルゴリズム、しかも1回の行列の乗算をするだけなので、従来の逐次更新型と比較して、演算量が非常に少なく演算量削減の効果が図られる。

【0030】第2の構成による演算量の削減を図る策としての既知信号系列区間でのLSアルゴリズムのG行列について簡単に以下の通り説明する。図14は、従来におけるデジタル通信用送受信機の構成を示すブロック図である。同図において、送信機101の符号化器103にデジタル情報信号s(k)1012が入力され、所定の符号化方式で符号化され、その符号系列s'(k)1013は、LPF104にて帯域制限されてx(k)1014となった後に、変調器105で変調される。変調された送信信号x_c(t)1015は、伝送路106を経て受信機102に入力される。受信機102に入力された受信信号r_c(t)は、復調器107にてベースバンド信号r_b(t)1017に変換され、受信ベースバンド信号r_b(t)1017は、LPF108にて帯域制限される。帯域制限された信号r_b'(t)1018は、サンプリング回路109にて、情報シンボル伝送周期Tに等し

いサンプリング周期でサンプリングされて信号系列 $r(k)$ 1019 となって適応等化器 1010 に入力される。適応等化器 1010 の出力 $x(k)$ 1020 は、復号化器 1011 で復号化されて受信デジタル情報源 $s(k)$ 1021 になる。また、時刻は、順序数 k を用いて

$$h(k) = [h_0, h_1, h_2, \dots]$$

また、送信信号ベクトルとして N シンボルからなるベクトルを $s(k)$ とし、これに対応した受信信号ベクトルとして N シンボルからなるベクトルを $r(k)$ とする。送信信号ベクトル $s(k)$ は、既知信号系列もしくは、ヴィタアルゴリズムにより最尤推定された信号系列から成る

$$s(k) = [s_k, s_{k-1}, s_{k-2}, \dots, s_{k-L+2}, s_{k-L+1}]^t \quad (1)$$

$$x(k) = [x_k, x_{k-1}, x_{k-2}, \dots, x_{k-L+2}, x_{k-L+1}]^t \quad (2)$$

$$r(k) = [r_k, r_{k-1}, r_{k-2}, \dots, r_{k-N+2}, r_{k-N+1}]^t \quad (3)$$

更に、ベクトル $x(k)$ からベクトル $x(k-N+1)$ までの N 個の送信信号ベクトルで定義される $N \times L$ 行列を $X(k)$

$$X(k) = [x^t(k), x^t(k-1), \dots, x^t(k-N+1)]^t \quad (4)$$

伝送路インパルス応答 $h(k)$ が未知であるとき、 $X(k)$

$h(k) = r(k)$ を $r(k)$ に近付けることを考える。

$h(k)$ が時刻 k における推定受信信号ベクトルとなる。この最適化問題を解くには、以下の評価関数 $E(k)$ を最小

$$E(k) = \sum_{i=-N+1}^0 |e_{k+i}|^2 + \delta h^{*t}(k) h(k) \quad (\delta \text{ は微小整数})$$

$$= \sum_{i=-N+1}^0 e_{k+i}^* e_{k+i} + \delta h^{*t}(k) h(k) \quad (* \text{ は複素共役, } t \text{ は転置})$$

$$= [X(k) h(k) - r(k)]^{*t} [X(k) h(k) - r(k)] + \delta h^{*t}(k) h(k) \quad (6)$$

$$\text{但し, } e_{k+i} = x^t(k+i) h(k) - r_{k+i}$$

【0035】そして、評価関数 $E(k)$ を最小化する最適

$$h_{opt}(k) = [X^{*t}(k) X(k) + \delta I]^{-1} X^{*t}(k) r(k) \quad (7)$$

ここで、 I は L 次単位行列である。 (6) 式の右辺における $[X^{*t}(k) X(k) + \delta I]$ は、必ず正則行列となるので、その逆行列は存在する。

【0036】最尤系列推定器では、行列 $X(k)$ は、時刻 k までの有限長 N の既知信号系列もしくは、ある状態における時刻 $k-1$ の生き残りパスと、その状態から時刻 k における任意の状態へのパスのみで決定されるので、

$$G(k) = [X^{*t}(k) X(k) + \delta I]^{-1} X^{*t}(k)$$

(8) 式で記述される $G(k)$ を用いて最適伝送路インパ

$$h_{opt}(k) = G(k) r(k)$$

となる。

【0038】ゆえに、本実施例における第2の構成が得られる。またこの構成を採用した最尤系列推定器では、伝送路インパルス応答推定に際して、既知信号系列もしくはヴィタアルゴリズムによって最尤推定された系列

時刻 k のように表すことになる。ここで、伝送路インパルス応答は、タップ間隔 T 、タップ数 L のトランസバーサルフィルタで模擬し、次式のようにタップ利得系列を要素とする L 元ベクトルで表現する。

【0031】

$$h_{L-2}, h_{L-1}]^t \quad (t \text{ は転置}) \quad (1)$$

送信信号候補系列である。そして、この $s(k)$ を所定の変調方式に応じてマッピング処理された系列で構成される送信信号ベクトルを $x(k)$ と記し、これらを以下の通りに定義する。

【0032】

$$s(k) = [s_k, s_{k-1}, s_{k-2}, \dots, s_{k-L+2}, s_{k-L+1}]^t \quad (2)$$

$$x(k) = [x_k, x_{k-1}, x_{k-2}, \dots, x_{k-L+2}, x_{k-L+1}]^t \quad (3)$$

$$r(k) = [r_k, r_{k-1}, r_{k-2}, \dots, r_{k-N+2}, r_{k-N+1}]^t \quad (4)$$

とする。

【0033】

$$\dots, x^t(k-N+1)]^t \quad (5)$$

化することを考えればよい。

【0034】

【数1】

解 $h_{opt}(k)$ は、次式で表現される。

$$h_{opt}(k) = [X^{*t}(k) X(k) + \delta I]^{-1} X^{*t}(k) r(k) \quad (7)$$

(7) 式による最適伝送路インパルス応答において、

$[X^{*t}(k) X(k) + \delta I]^{-1} X^{*t}(k)$ は、時刻 k までの送信信号系列が既知であるならば、予め算出することが可能である。

【0037】ここで、 $L \times N$ 行列である $G(k)$ 行列を改めて定義する。

$$G(k) = [X^{*t}(k) X(k) + \delta I]^{-1} X^{*t}(k) \quad (8)$$

ルス応答応答推定値 $h_{opt}(k)$ を表現すると、

$$h_{opt}(k) = G(k) r(k) \quad (9)$$

が存在せずとも、最尤系列推定を行なうことが可能である。

【0039】第3の構成によれば、第1及び第2の構成を受けて、既知信号系列区間内で少なくとも1回の伝送路インパルス応答推定を少演算量で行える。したがって、データ信号系列区間での伝送路インパルス応答推定

用トランസバーサﾙフィルタのタップ長よりも既知信号系列区間での同伝送路インパルス応答推定用トランസバーサﾙフィルタのタップ長を長く設定しても演算量は、あまり増大しない。したがって、符号間干渉が多い受信信号における伝送路インパルス応答がより正確に把握することができ、データ信号系列区間内での最適なタップ数が決められる。符号間干渉の量は、トランസバーサﾙフィルタのタップ間隔を情報シンボル伝送周期間隔に設定した場合、各タップ利得の電力に比例するので、多くのタップで電力が算出された場合、符号間干渉が多いという指標になる。

【0040】第4の構成によれば、第3の構成を受けて、既知信号系列区間で推定された伝送路インパルス応答の複数のタップ利得の中で連続した複数のタップが持つ電力が最大になる組合せが、推定受信信号のSN比を最大にし、最適な最尤系列推定をすることから、データ信号系列区間でのタップ数よりも多いタップ数で既知信号系列区間内の伝送路インパルス応答推定値を求め、その中からデータ信号区間内でのタップ数相当をタップの総電力が最大になる組合せで選択することで最適な伝送路インパルス応答推定に必要なタップ数を決定することができ最尤系列推定能力の向上が図れる。

【0041】第5の構成によれば、第3の構成を受けて、既知信号系列区間内で算出した伝送路インパルス応答の各タップの電力を予め決めた閾値よりも大きい連続したタップの数を求め、このタップ数を以降のデータ信号系列区間内の伝送路インパルス応答用トランസバーサﾙフィルタのタップ数に設定することで、受信信号に含まれる符号間干渉の量に応じた最適な伝送路インパルス応答推定に必要なタップ数が決定できて最尤系列推定の性能向上が図れる。

【0042】第6の構成によれば、第3の構成を受けて、既知信号系列区間内で算出した伝送路インパルス応答の各タップの電力の総和に対して、予め決めた伝送路インパルス応答が持つべき総電力の數値よりも大きくなる連続したタップの数を以後のデータ信号系列区間内の伝送路インパルス応答用トランസバーサﾙフィルタのタップ数に設定することで、受信信号に含まれる符号間干渉の量に応じた最適な伝送路インパルス応答推定に必要なタップ数が決定できて最尤系列推定の性能向上が図れる。

【0043】以下に図面を参照して上記した第1実施例をさらに詳細に説明する。図1は、本発明の第1実施例を示す適応型最尤系列推定器の機能ブロック図である。同図内のヴィタビアルゴリズム処理部14や伝送路インパルス応答推定部15や推定受信信号算出部や誤差信号生成部は、ゲートアレイなどの高集積LSIやデジタル信号処理専用デバイス(DSP)によって構成される。適応型最尤系列推定器の入力端11には、図14に示される捷報伝送周期間隔でサンプリングされた受信信

号 r_{k-12} が入力される。ヴィタビアルゴリズム処理部14は、受信信号 r_{k-12} を受信信号系列 $\{r_k\}_{k=13}$ として取り込み、伝送路インパルス応答推定部15で推定された伝送路インパルス応答を用いて推定受信信号算出部16で算出された推定受信信号19と受信信号 r_{k-12} との誤差を誤差信号生成部17で生成し、その誤差信号 e_{k-110} を利用して、ブランチメトリックの演算並びにパスメトリック演算を行う一連の処理機能を有している。

【0044】伝送路インパルス応答推定部15は、適応アルゴリズムを用いて送信信号候補系列 $\{s_k\}_{k=18}$ と受信信号 r_{k-12} から伝送路インパルス応答を推定し、推定受信信号算出部16に推定した伝送路インパルス応答を供給する機能を有する。この伝送路インパルス応答推定部15には、2種類の適応アルゴリズムによる伝送路インパルス応答推定が可能であり、1つがLSアルゴリズム処理部115であり、他方がLMSアルゴリズム処理部である。LSアルゴリズム処理部115は、ヴィタビアルゴリズム処理部14から既知信号系列もしくは最尤列推定系列のどちらかが送信候補系列 $\{s_k\}_{k=18}$ としてスイッチ111を経由して供給され、更に適応型最尤系列推定器の入力端11から入力された受信信号 r_{k-12} を用いて伝送路インパルス応答推定値 $h_{LS}(k)$ を算出する。LMSアルゴリズム処理部116は、同様にヴィタビアルゴリズム処理部14から送信候補系列 $\{s_k\}_{k=18}$ がスイッチ112を経由して供給され、更に誤差信号生成部17から誤差信号 e_k が供給される。そして、伝送路インパルス応答推定値 $h_{LMS}(k)$ を算出する。LSアルゴリズム処理部115は、スイッチ113を介して推定受信信号算出部16のトランസバーサﾙフィルタのタップ利得124, 125, 126, 127, 128, 129に伝送路インパルス応答推定値を供給すると共に、LMSアルゴリズム処理部116内部の適応アルゴリズム初期値となるためにLMSアルゴリズム処理部116に供給する。LSアルゴリズム処理部115がスイッチ113を介して伝送路インパルス応答推定値を推定受信信号算出部16に供給するのは、図2に示すスロット21構成におけるトレーニング信号22によってアルゴリズムが動作する期間24だけである。従って、スイッチ113はこの期間24だけON状態であり、次に続く期間25ではOFF状態である。スイッチ111もスイッチ113と同期して動作する。また、LMSアルゴリズム処理部116がスイッチ114を介して伝送路インパルス応答推定値を推定受信信号算出部16に供給するのは、図2に示すスロット21構成におけるデータフィールド信号23系列によってアルゴリズムが動作する期間25だけである。従って、スイッチ114はこの期間25だけON状態であり、その前の期間24ではOFF状態である。スイッチ112もスイッチ114と同期して動作する。

【0045】推定受信信号算出部16は、伝送路インパルス応答推定部15から供給される推定伝送路インパルス応答をトランസバｰサﾙフィルタの各タップ124, 125, 126, 127, 128, 129にセットし、ヴィタビアルゴリズム処理部14から供給される送信信号候補系列 $\{s_k\}$ 18は、所定の変調方式に従ったマッピング処理をマッピング処理部117で施した後に推定受信信号算出部のトランസバｰサﾙフィルタに供給される。トラン斯バｰサﾙフィルタへ入力されたマッピング信号123は、遅延素子118, 119, 120, 121, 122を介してシフトされ、各タップ124, 125, 126, 127, 128, 129にセットされている伝送路インパルス応答推定値との重み付け演算がなされ加算器130にて加算された結果が推定受信信号 r_k 19となって、誤差信号生成部17への入力信号となる。

【0046】誤差信号生成部17へは、推定受信信号算出部16から推定受信信号 r_k 19が、そして、適応型最尤系列推定器の入力端11から受信信号 r_k 12が供給され、誤差信号 e_k 110が生成される。誤差信号生成部17にて生成された誤差信号110は、ヴィタビアルゴリズム処理部14に入力され、同処理部14内部のブランチメトリック演算やパスメトリック演算に用いられる。また、誤差信号 e_k 110は、伝送路インパルス応答推定部15内部のLMSアルゴリズム処理部116にも供給され、LMSアルゴリズムによる伝送路インパルス応答推定値更新演算時に使用される。

【0047】図3は、本発明の一実施例を示す適応型最尤系列推定器内部の機能の一部である伝送路インパルス応答推定部におけるLMSアルゴリズム処理部における機能プロック図である。同図のヴィタビアルゴリズム処理部は、図1記載のヴィタビアルゴリズム処理部14と同じものであり、図3のヴィタビアルゴリズム処理部34は、既知信号系列もしくは最尤推定された系列 $\{s_k\}$ 35をLMSアルゴリズム処理部26に供給する。LMSアルゴリズム処理部36は、ヴィタビアルゴリズム処理部34の他に最尤系列推定器の入力端31から入力される受信信号ベクトル $r(k)$ 33も供給される。LMSアルゴリズム処理部36では、ヴィタビアルゴリズム処理部34からの系列 $\{s_k\}$ 35がアドレス生成部37に接続されており入力される。アドレス生成部37では、LMSアルゴリズム処理に利用されるG(k)行列が格納されている記憶領域のアドレス信号38を生成する。

【0048】G(k)行列は、ヴィタビアルゴリズム処理部34から供給される系列 $\{s_k\}$ と1対1の関係が成り立つので、系列 $\{s_k\}$ により固有のアドレス信号38が生成可能である。アドレス信号生成部37の信号線は、G(k)行列が格納されている記憶領域39に接続されており、アドレス信号38により、所望のG(k)行列が読み出される。G(k)行列用の記憶領域39は、ROM

やRAM(Random Access Memory)等で構成される。G(k)行列記憶領域39から出力された系列 $\{s_k\}$ に固有のG(k)行列310は、G(k)行列記憶領域39の出力が接続されている行列乗算処理部311に入力される。行列乗算処理部311では、G(k)行列記憶領域39から読み出されたG(k)行列310とLMSアルゴリズム処理部36に入力される受信信号ベクトル33との行列乗算(G(k)r(k))を行う。そして、その結果は、行列乗算処理部311から推定伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ 312として出力される。

【0049】図4及び図5は、本実施例の適応型最尤系列推定器の効果を示す具体的な性能を従来の方式と非比較して表現するための図である。従来の方式は、本実施例の一例を示す図1において、スイッチ111及びスイッチ113が常にOFFの状態であってスイッチ112及びスイッチ114が常にONの状態である場合にはほぼ一致する。図4ではLMSアルゴリズムによる逐次更新処理が常時行われ、同図内に比較のために記入されている真値の伝送路インパルス応答44への収束の様子が良く理解できる。逐次更新型アルゴリズムの場合、一般的に初期値を0に設定する。そして逐次的に伝送路インパルス応答45を推定するが、収束するまでに τ 46だけ遅延する。

【0050】同図では、約40シンボル時間も遅延していることが判る。図2で示したTDMAスロット21に付加されている既知信号系列(トレーニング信号系列)22長は、一般的に20シンボル以下なので、LMSアルゴリズムだけでは、初期収束時間が遅延することによる最尤系列推定に誤りが生じ易い。図5は、伝送路インパルス応答初期推定に本実施例の伝送路インパルス応答推定部を採用した場合で、推定伝送路インパルス応答55が真値伝送路インパルス応答54に常時追随している。これにより、伝送路インパルス応答初期推定遅延に起因する最尤系列推定誤りが抑えられる。

【0051】図6は、本発明の一実施例の適応型最尤系列推定器の符号誤り率特性図である。同図において、独立2波レイリーフェージング伝送路は $\tau/T = 1.0$ 、 $D/U = 0.0$ (dB)、 $f_d = 82$ (Hz)である。同図には、従来のLMSアルゴリズムのみによる伝送路インパルス応答推定を採用した最尤系列推定性曲線64と、本提案方式による最尤系列推定性能曲線65が示してある。同図より、本実施例方式による伝送路インパルス応答初期推定方式の有効性が理解できる。

【0052】図7は、マルチバス遅延量と受信信号に含まれる符号間干渉量との関係を示す図である。(a)、(b)は $\tau = T$ の場合の符号間干渉量を表しており、(c)、(d)は $\tau = 0.5T$ の場合の符号間干渉量を表している。図14に示すデジタル通信送受信における伝送路106で生じる2波マルチバス遅延量が1情報

伝送周期分である場合、受信信号をその情報伝送周期間隔でサンプリングしても2波に相当する分の伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ を推定すれば良いが、伝送路 L_0 で生じる2波マルチバス遅延量が1情報伝送周期分でない場合、受信信号をその情報伝送周期間隔でサンプリングすると、伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ を推定しなければ、最尤系列推定性能が劣化する。したがって、2波マルチバスでも多くのタップを有する伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ を推定しなければならない。これを踏まえて、本発明の一実施例を図8に掲載する。

【0053】図8は、伝送路インパルス応答タップ利得初期設定及び伝送路インパルス応答模擬用トランスバーサルフィルタのタップ選択機能を表す機能を含めて示した適応型最尤系列推定器のブロック図である。同図記載のヴィタビアルゴリズム処理部85は、図1記載のヴィタビアルゴリズム処理部84と同機能を有し、最尤系列推定器の入力端81から受信信号系列 $\{r_k\}_{k=1}^{N_r}$ を入力し、ヴィタビアルゴリズム処理により最尤推定された系列 $\{s_k\}_{k=1}^{N_s}$ を出力する一連の動作を行う。ヴィタビアルゴリズム処理部85の出力端87は、スイッチ86を介してLSアルゴリズム処理部88に接続されている。また、同じくヴィタビアルゴリズム処理部の出力端87は、スイッチ86を介してLMSアルゴリズム処理部812と推定受信信号推定部814に接続されている。スイッチ86は、図2に示すTDMAスロット21におけるLSアルゴリズム動作期間24だけLSアルゴリズム処理部88に接続され、ヴィタビアルゴリズム処理部85からの既知系列または最尤推定系列 $\{s_k\}_{k=1}^{N_s}$ が供給される。

【0054】また、図2におけるLMSアルゴリズム動作期間25だけLMSアルゴリズム処理部812及び推定受信信号生成部814に接続され、同様に $\{s_k\}_{k=1}^{N_s}$ が供給される。LSアルゴリズム処理部88では、スイッチ86を介して入力される系列 $\{s_k\}_{k=1}^{N_s}$ と最尤系列推定器の入力端81から入力される受信信号ベクトル $r(k)$ から伝送路インパルス応答推定値 $h_{LS}(k)$ を生成する。総タップ数が L_1 である伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ は、タップ利得電力算出/タップ選択部810に供給される。タップ利得電力算出/タップ選択部810では、 L_1 個の各タップ利得の電力を算出し、選択された総タップ数 L_2 の伝送路インパルス応答 $h_{SEL}(k)$ が、LMSアルゴリズム処理部812に供給される。LMSアルゴリズム処理部812では、タップ利得電力算出/タップ選択部810からの選択された伝送路インパルス応答 $h_{SEL}(k)$ を伝送路インパルス応答推定初期値とする。図2におけるLMSアルゴリズム処理部85から最尤系列推定 $\{s_k\}_{k=1}^{N_s}$ をスイッチ86を介して入力され、また、誤差信号生成部816から誤差信号 e_k を入力してLMSアルゴリズム処理部812を構成する。

算を行い推定受信信号生成部814に推定伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ を供給する。伝送路インパルス応答推定値 $h_{LS}(k)$ を入力とする推定受信信号生成部は、ヴィタビアルゴリズム処理部85にもスイッチ86を介して接続されており、最尤推定系列 $\{s_k\}_{k=1}^{N_s}$ を入力して推定受信信号 $h_{LS}(k)$ を生成する。誤差信号生成部816は、推定受信信号生成部814から推定受信信号 $h_{LS}(k)$ を、そして最尤系列推定器の入力端81から受信信号 r_k を入力して誤差信号 e_k を生成する。

【0055】図9はタップ利得選択アルゴリズムを表すフローチャートである。同図に沿って動作を説明する。ここで、以下のS、SS、STはステップを表すものとする。

- (1) LSアルゴリズム処理部で推定された伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ を取得する(S1)。
- (2) 伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ の L_1 個ある各タップ利得の電力を算出する(S2)。
- (3) 電力を算出した伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ の L_1 個のタップ利得から連続した L_2 個($L_1 > L_2$)のタップ利得の電力の総和を算出する(S3、S4)。
- (4) L_2 個で構成される全ての組合せの中で、最大の組合せを選び出す(S5、S6、S7)。
- (5) 選び出された L_2 個のタップ利得を持つ伝送路インパルス応答を $h_{SEL}(k)$ とする(S8)。
- (6) 伝送路インパルス応答 $h_{SEL}(k)$ をLMSアルゴリズムにおける伝送路インパルス応答 $h_{LMS}(k)$ の推定初期値とする(S9)。

【0056】図10は、タップ利得選択アルゴリズムを表すフローチャートである。同図に沿って動作を説明する。

- (1) LSアルゴリズム処理部で推定された伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ を取得する(SS1)。
- (2) 伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ の L_1 個ある各タップの電力を算出する(SS2)。
- (3) 予め設定してある電力敷居値 P_{th} と L_1 個ある各タップ利得の電力を比較する(SS3、SS4)。
- (4) 電力敷居値 P_{th} よりも小さい電力を有するタップ利得だけを強制的にゼロにする(SS5)。
- (5) L_1 個の全てのタップ利得の比較が終了したら、 L_1 個のタップ利得から非ゼロタップ利得区間が最長である区間を検出する(SS6、SS7)。

(6) 検出された区間長さを L_2 と定義し、これら検出された区間のタップ利得で構成される伝送路インパルス応答を $h_{SEL}(k)$ とする(SS8)。

(7) 伝送路インパルス応答 $h_{SEL}(k)$ を、LMSアルゴリズムにおける伝送路インパルス応答 $h_{LMS}(k)$ の推定初期値とする(SS9)。

【0057】図11は、タップ利得選択アルゴリズムを表すフローチャートである。同図に沿って動作を説明す

る。

- (1) LSアルゴリズム処理部で推定された伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ を取得する (ST 1)。
- (2) 伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ の L_1 個ある各タップの電力を算出する (ST 2)。
- (3) L_1 個のタップ利得の電力の総和を算出する (ST 3)。
- (4) L_1 個のタップ利得の中で最大の電力を有するタップの位置を検出して記憶する (ST 4)。
- (5) 算出した L_1 個のタップ利得の電力の総和を β 倍した電力を P_{th} とする (ST 5)。
- (6) 検出して記憶した最大電力タップ利得を中心とした有限長窓を考え、その有限長窓内に位置するタップ利得の総電力和を算出する (ST 6, ST 7)。
- (7) 算出した総電力和が、 P_{th} を初めて越えるまで有限長窓幅を拡大し、その時の有限長窓幅を記憶する (ST 8)。
- (8) その有限長窓幅を L_2 と定義し、これら検出された区間のタップ利得で構成される伝送路インパルス応答を $h_{SEL}(k)$ とする (ST 9)。
- (9) 伝送路インパルス応答 $h_{SEL}(k)$ を、LMSアルゴリズムにおける伝送路インパルス応答 $h_{LMS}(k)$ の推定初期値とする (ST 10)。

【0058】ここで実施例は、本発明を具体的に説明するための一例である。従来の適応型最尤系列推定器との大きな違いは、伝送路インパルス応答推定処理部内で初期収束遅延がない LSアルゴリズム部を演算量を少なく実現していることと、推定伝送路インパルス応答のタップ長を伝送路環境に応じて自動的に変化させることができる事である。

【0059】上記した第1実施例は、陸上でのデジタル移動通信に関して記述しているが、陸上デジタル移動通信に限らず、TDMA通信方式を採用している衛星通信や固定網の有線通信に関しても適用範囲であることを付け加えておく。

【0060】提案方式と従来方式の独立2波レイリーフェージング伝送路 ($\tau/T = 1.0$, $D/U = 0.0$ (dB), $f_d = 82$ (Hz)) における符号誤り率特性を示す図である。

【0061】以下に図15乃至図17を参照して本発明の第2実施例を説明する。前記した適応型最尤系列推定器の伝送路インパルス応答推定部には、演算量が少ないという理由と、適応アルゴリズムの初期値が未知で良いという理由から逐次更新型適応アルゴリズムが用いられている。この場合、受信信号系列に既知信号系列が付加されているないと動作しないという欠点がある。また、既知信号系列長に対する未知データ信号系列長が長くなると、受信信号が受けた歪みにより生じる誤差や適応アルゴリズムの収束及び追隨不完全性から推定した伝送路インパルス応答に誤差が蓄積され、次第に推定受信信号と

実受信信号との誤差が大きくなり、結果的に最尤系列推定に誤りが生じる。

【0062】このように前記した適応型最尤系列推定器は、送信信号系列に既知信号系列を付加しなければ受信信号を推定出来ない上に、受信機に要求される符号誤り率性能を満足する程度の比率で既知信号系列を未知データ信号系列に付加する必要がある。その結果、通信情報とは無関係な既知信号系列を送付することで伝送効率を低下させる問題があった。

【0063】そこで第2実施例では、送信信号系列に既知信号系列を付加せずとも伝送路インパルス応答を推定できるようにして伝送効率を従来より向上させる。まず、第2実施例の第1の構成は、前記した第1実施例の第1及び第2の構成において、伝送路インパルス応答推定部にLSアルゴリズム処理部を有していることから、ある有限区間内に送信される可能性のある全ての候補系列と、その有限区間内に受信された受信信号とから、LSアルゴリズムで伝送路インパルス応答を推定でき、その推定した伝送路インパルス応答を用いて受信信号推定並びにヴィタビアルゴリズム処理を行うものである。

【0064】次に第2実施例の第2の構成は、第1の構成において、未知データ信号系列を定期的に用いてLSアルゴリズム処理とヴィタビアルゴリズム処理を行い、最適な伝送路インパルス応答を推定するものである。

【0065】第2実施例の第3の構成は、第1の構成において、未知データ信号系列でのヴィタビアルゴリズム処理の結果として、ヴィタビアルゴリズム処理内の状態遷移図の各状態が固有に有するパスメトリックのうちで最小のパスメトリック値が、予め決めておいたパスメトリック閾値を越えた時点で、LSアルゴリズム処理とヴィタビアルゴリズム処理を行い、最適な伝送路インパルス応答を推定する構成としている。

【0066】上記した第2実施例の第1の構成によれば、第1実施例の第1の構成を受けて、ある有限区間に送信される可能性のある全ての候補系列と、その有限区間に受信された受信信号とから、LSアルゴリズムで伝送路インパルス応答を推定し、ヴィタビアルゴリズム処理を行うことで、受信信号系列に既知信号系列を付加しなくても最尤系列推定が可能となる。

【0067】第2実施例の第2の構成によれば、第1の構成を受けて、受信信号系列に既知信号系列が付加されていない場合、例えLSアルゴリズム処理とヴィタビアルゴリズムによって伝送路インパルス応答初期値が求まり、続けて逐次更新型の適応アルゴリズムで最尤系列推定を行っても、受信信号に加えられた様々な歪みによる誤差が推定伝送路インパルス応答に蓄積する。そこで、定期的にLSアルゴリズム処理とヴィタビアルゴリズム処理を行うことで、誤差が蓄積した伝送路インパルス応答を捨てて、新規に伝送路インパルス応答初期値を与えることが可能となり、受信信号に既知信号系列が付加さ

れない場合でも、最尤系列推定の性能向上が図れる。

【0068】第2実施例の第3の構成によれば、第1の構成を受けて、受信信号系列に既知信号系列が付加されていない場合、例えLSアルゴリズム処理とヴィタビアルゴリズム処理によって伝送路インパルス応答初期値が求まり、続けて逐次更新型の適応アルゴリズムで最尤系列推定を行っても、伝送路変動特性が高速であったり、付加雑音の量が多かったりすると、受信信号が受けた歪みによる誤差がすぐに推定伝送路インパルス応答に蓄積する。逆に伝送路変動特性が低速であったり、付加雑音の量が少なかつたりすると、受信信号が受けた歪みによる誤差がすぐに推定伝送路インパルス応答に蓄積する。このことより、推定伝送路インパルス応答に含まれる誤差成分を如実に表現するヴィタビアルゴリズム処理部の状態遷移図の各状態に固有するパスマトリック値の絶対的な大きさを基準にLSアルゴリズム処理による伝送路インパルス応答初期値演算を行うことで、伝送路特性に応じた初期値設定を随時できるので最尤系列推定性能の向上が図れる。

【0069】上記した第2実施例を図15乃至図17を参照してさらに詳細に説明する。図15は既知信号系列が付加されていない場合のアルゴリズム動作区間を示すタイミングチャートである。受信信号系列には、既知信号系列が付加されていない未知データ信号系列ストリーム1101とする。この未知データ信号系列ストリーム1101の一定区間 t_{LS1103} で、本発明の第1実施例を示す適応型最尤系列推定器を説明する図1の伝送路インパルス応答推定部15のLSアルゴリズム処理部115を動作させ、図15における未知データ信号系列ストリーム1101の他の一定区間 $t_{LMS1104}$ では、図1における伝送路インパルス応答推定部15のLMSアルゴリズム処理部116を動作させる。即ち、図15におけるLSアルゴリズム動作期間 t_{LS113} では、図1のスイッチ111及びスイッチ113がON状態であり、スイッチ112及びスイッチ114はOFF状態である。これに反して、図15におけるLMSアルゴリズム動作期間 t_{LMS} では、図1のスイッチ112及びスイッチ114がON状態であり、スイッチ111及びスイッチ113がOFF状態であるように動作する。

【0070】図17は、アルゴリズム自動切り替え機能を付加した適応型最尤系列推定器の機能ブロック図である。同図記載のヴィタビアルゴリズム処理部1205は、図9のヴィタビアルゴリズム処理部14と同機能を有し、最尤系列推定器の入力端1201から受信信号系列 $\{r_k\}_{1202}$ を入力し、ヴィタビアルゴリズム処理により最尤推定された系列 $\{s_k\}_{1206}$ を出力する。また、ヴィタビアルゴリズム処理部1205で生成される時刻に固有のパスマトリック値の最小値 $p_{m_{min}}(k)_{1207}$ を出力する。ヴィタビアルゴリズム処理部1205の出力は、スイッチsw1210を介して、LSアルゴリズム処理部1211または、LMSアルゴリズム

ズム処理部1213に接続される。また、ヴィタビアルゴリズム処理部1205の出力は、常に推定受信信号生成部1215に接続されている。最小パスマトリック $p_{m_{min}}(k)_{1207}$ は、最小パスマトリック値比較部1208に供給される。スイッチsw1210は、最小パスマトリック値比較部1208からの制御信号swsig1209でスイッチングされ、そのスイッチングタイミングは、図16に示す通り、最小パスマトリック値比較部1208内で定義された最小パスマトリック閾値 $p_{m_{th}}_{1304}$ を越えた時刻の次の時刻から一定期間 t_{LS1305} だけLSアルゴリズム処理部1211へ最尤推定系列 $\{s_k\}_{1206}$ を供給し、一定期間 t_{LS1305} が終了した時刻の次の時刻からLMSアルゴリズム処理部1213へ最尤系列推定 $\{s_k\}_{1206}$ が供給される。最尤系列推定 $\{s_k\}_{1206}$ がLMSアルゴリズム処理部1213に供給されている期間 t_{LMS1} 、 t_{LMS2} 、 t_{LMS3} 、 t_{LMS4} は、ヴィタビアルゴリズム処理部1205から最小パスマトリック値比較部1208へ供給される時刻 k における最小パスマトリック値が予め決められたパスマトリック最小値 $p_{m_{th}}$ を越える時刻迄であって一定ではない。

【0071】LSアルゴリズム処理部1211では、スイッチsw1210を介して入力されるヴィタビアルゴリズム処理部1205からの系列 $\{s_k\}_{1206}$ と最尤系列推定器の入力端1201から入力される受信信号ベクトル1203から伝送路インパルス応答推定値 $h_{LS}(k)_{1212}$ を生成する。生成された伝送路インパルス応答推定値 $h_{LS}(k)$ は、LMSアルゴリズム処理部1213及び推定受信信号生成部1215へ供給される。LMSアルゴリズム処理部1213では、LSアルゴリズム処理部1211から供給された伝送路インパルス応答推定値 $h_{LS}(k)_{1212}$ を初期値として、誤差信号生成部1217から供給される誤差信号 e_k1218 とヴィタビアルゴリズム処理部1205からスイッチsw1210を介して供給される最尤系列推定された系列 $\{s_k\}_{1206}$ から逐次的に伝送路インパルス応答 $h(k)_{1214}$ を生成し、推定受信信号生成部1215へ供給する。推定受信信号生成部1215は、LSアルゴリズム処理部1211とLMSアルゴリズム処理部1213から伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ 、 $h(k)$ をそれぞれ受け取り、図16に示したアルゴリズム動作区間に応じ、受け取った伝送路インパルス応答 $h_{LS}(k)$ 、 $h(k)$ を図16の t_{LS1305} 区間では $h_{LS}(k)$ を、図16の t_{LMS1} 、 t_{LMS2} 、 t_{LMS3} 、 t_{LMS4} では、 $h(k)$ を、図1における推定受信信号生成部16におけるトランスバーサルフィルタの各タップ利得124、125、126、127、128、129にセットされる。

【0072】また、ヴィタビアルゴリズム処理部1205から供給された送信信号候補系列 $\{s_k\}$ は、推定受信信号生成部のトランスバーサルフィルタにセットされ

たタップ利得と畳み込み演算され、推定受信信号 $r_k 1216$ が生成される。生成された推定受信信号 $r_k 1216$ は、誤差信号生成部 1217 へ供給される。誤差信号生成部 1217 では、最尤系列推定器の入力端 1201 から入力された受信信号 $r_k 1204$ と推定受信信号生成部 1215 から供給された推定受信信号 $r_k 1216$ との誤差信号 $e_k 1218$ が生成され、LMSアルゴリズム処理部 1213 へ供給され逐次更新時の更新ベクトルの算出に採用される。

【0073】上記した第2実施例の第1及び第2の構成によれば、受信した信号系列に既知信号系列が付加されていなくても、定期的にLSアルゴリズム処理とヴィタビアルゴリズム処理とを行うことで、推定した伝送路インパルス応答に蓄積された過去からの誤差成分を除去できる。その結果、逐次更新型アルゴリズムを用いても最尤系列推定の誤りを抑圧することができ、最尤系列推定器の性能向上が図れる。

【0074】また、第2実施例の第1乃至第3の構成によれば、受信した信号系列に含まれる歪み成分を効率よく取り除くことでできなかった場合、その歪み未除去成分即ち誤差成分がすぐにパスメトリック値が現れて大きくなることに注目しているので、推定した伝送路インパルス応答に蓄積された過去からの誤差成分を適宜除去できる。その結果、逐次更新型アルゴリズムを用いても最尤系列推定の誤りを抑圧することができ、最尤系列推定器の性能向上が図れる。

【0075】

【発明の効果】以上詳述したように、本発明によれば、最尤系列推定器の動作性能を大きく左右する既知信号系列区間内での伝送路インパルス応答初期値の推定がより確実になるとともに、演算量の削減が可能となり、従来のような逐次更新型の適応アルゴリズムが有していた収束速度問題と演算量の問題とを解決した初期推定機能を有する適応型最尤系列推定器を提供することができる。また、送信信号系列に既知信号系列を付加せずとも伝送路インパルス応答が推定できるようにして伝送効率を従来より向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例を示す適応型最尤系列推定器の機能ブロック図である。

【図2】TDMAスロットフォーマットの図と、伝送路インパルス応答推定アルゴリズムの動作区間を示した図である。

【図3】伝送路インパルス応答推定部内のLSアルゴリズム処理部における機能ブロック図である。

【図4】LMSアルゴリズムによる伝送路インパルス応答推定の結果を示す図である。

【図5】LSアルゴリズムによる伝送路インパルス応答推定の結果を示す図である。

【図6】本実施例による方式と従来方式の独立2波レイリーフェージング伝送路における符号誤り率特性を示す図である。

【図7】マルチパス遅延量 τ と符号間干渉との関係を説明する図である。

【図8】本発明の第1実施例における適応型最尤系列推定器の伝送路インパルス応答推定部での伝送路インパルス応答初期推定機能を示したブロック図である。

【図9】本発明の第1実施例における適応型最尤系列推定器の伝送路インパルス応答推定部での伝送路インパルス応答初期推定手段の一例を示したフローチャートである。

【図10】本発明の第1実施例における適応型最尤系列推定器の伝送路インパルス応答推定部での伝送路インパルス応答初期推定手段の一例を示したフローチャートである。

【図11】本発明の第1実施例における適応型最尤系列推定器の伝送路インパルス応答推定部での伝送路インパルス応答初期推定手段の一例を示したフローチャートである。

【図12】TDMAフレームフォーマットの一例（北米仕様）である。

【図13】QPSK変調を採用した場合の最尤系列推定器の状態遷移図である。

【図14】ディジタル通信用送受信機能を示したブロック図である。

【図15】本発明の第2実施例において既知信号系列が付加されていない場合のアルゴリズム動作区間を示すタイミングチャート図である。

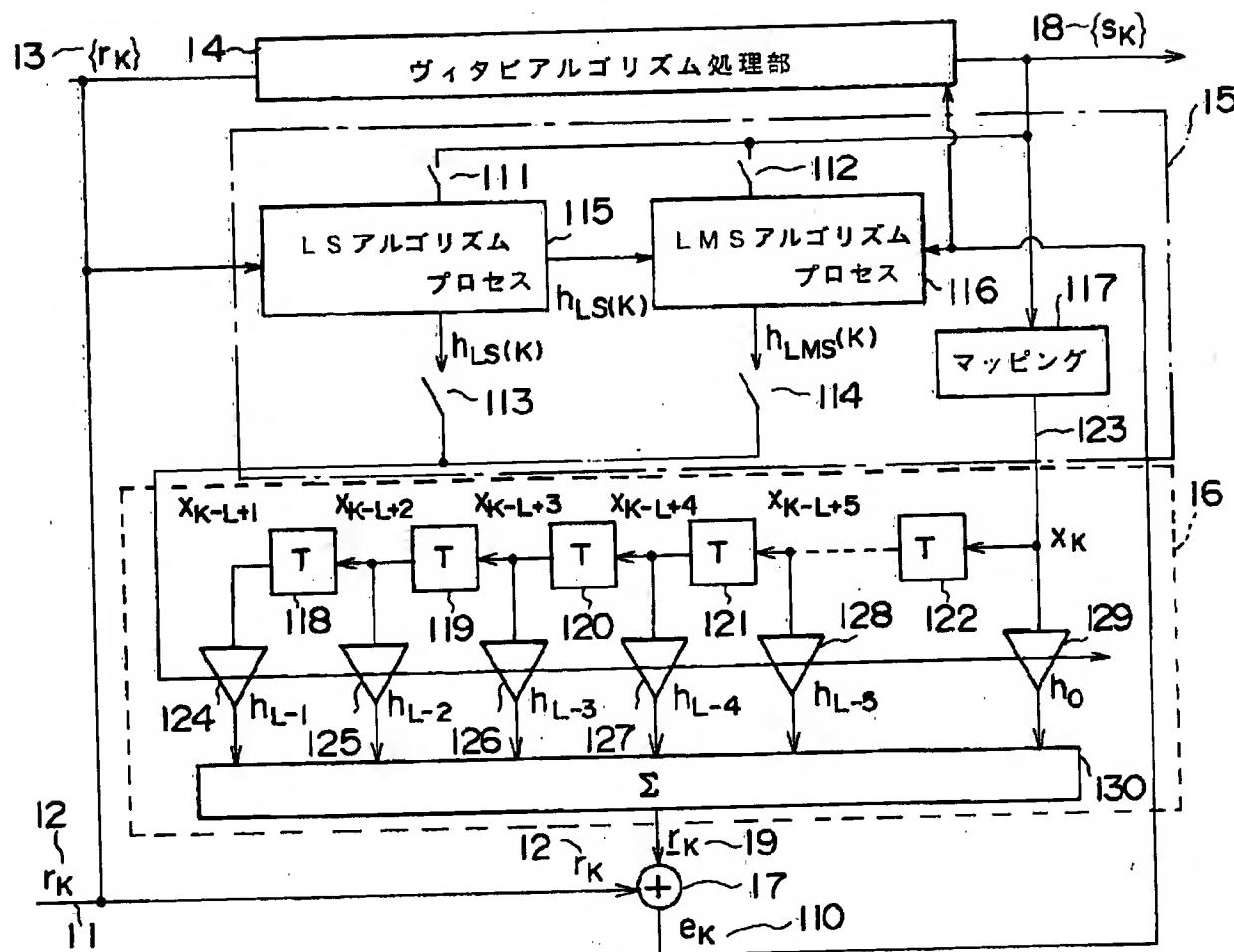
【図16】本発明のアルゴリズム自動切り替え機能を付加した適応型最尤系列推定器のアルゴリズム切り替えタイミングチャート図である。

【図17】アルゴリズム自動切り替え機能を付加した適応型最尤系列推定器の各機能を示した機能ブロック図である。

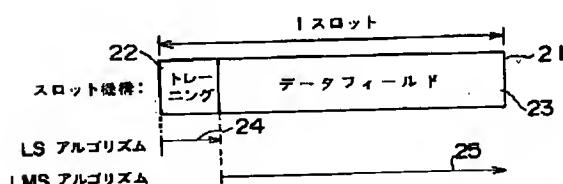
【符号の説明】

14：ヴィタビアルゴリズム処理部、15：伝送路インパルス応答推定部、16：推定受信信号算出部（トランスポンダーサルフィルタ演算部）、17：誤差信号生成部、34：ヴィタビアルゴリズム処理部、36：SLアルゴリズムによる伝送路インパルス応答推定部、37：G(k)行列記憶領域アドレス生成部、39：G(k)行列記憶領域、115：LSアルゴリズム処理部、116：LMSアルゴリズム処理部、117：マッピング処理部。

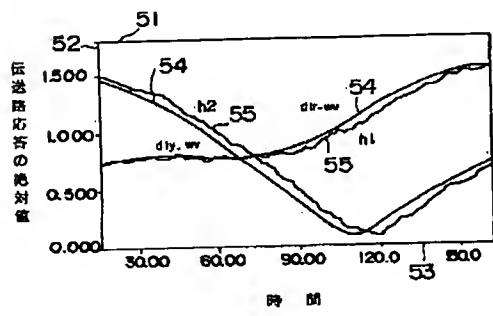
【図1】



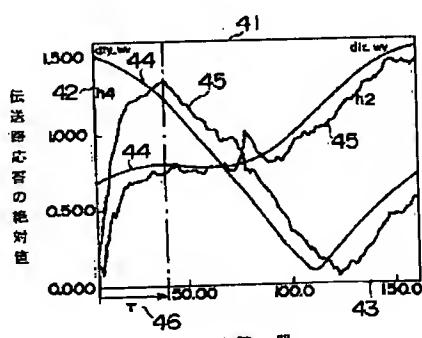
【図2】



【図5】



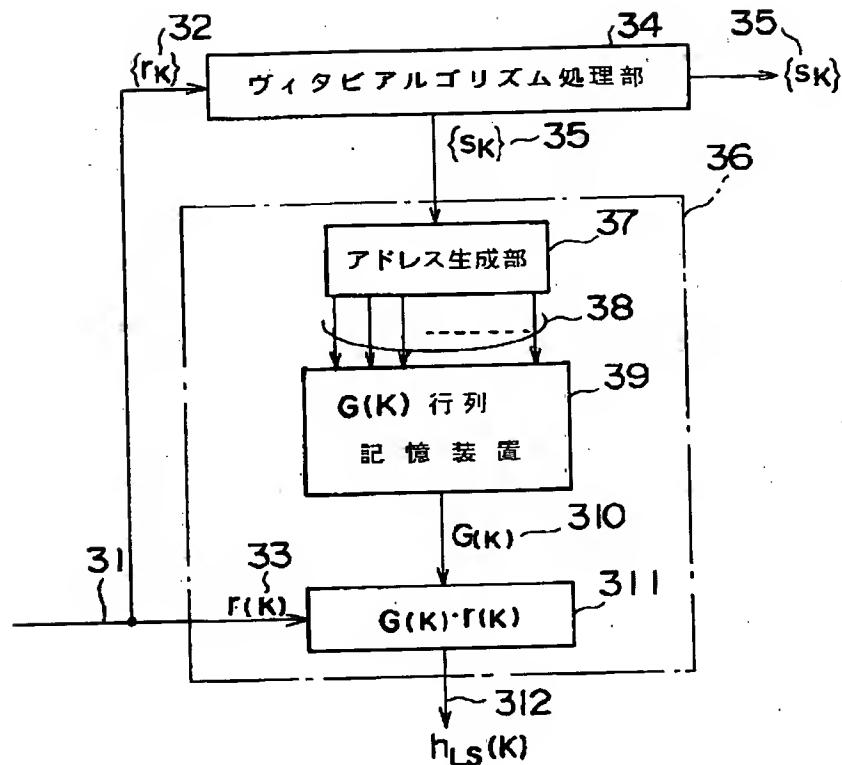
【図4】



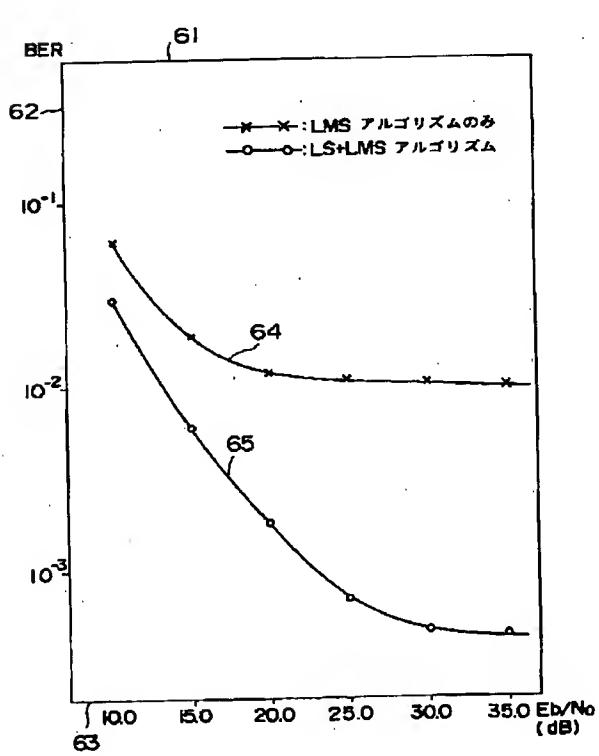
【図15】



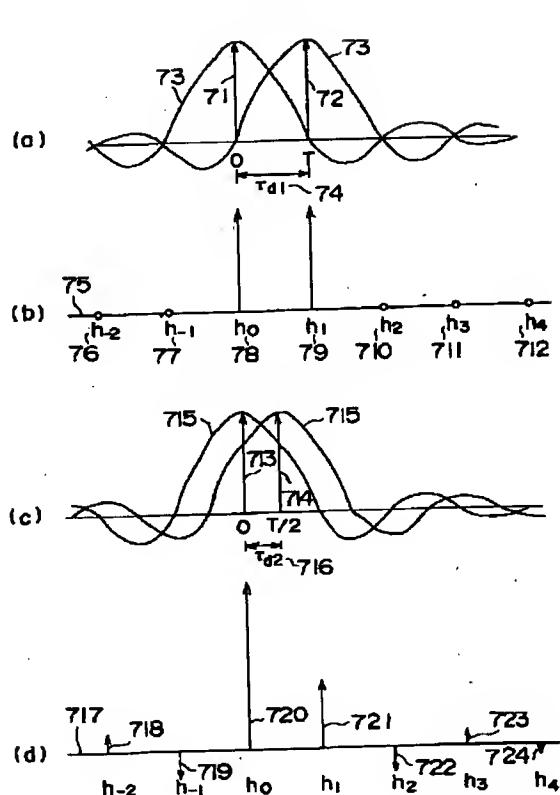
【図3】



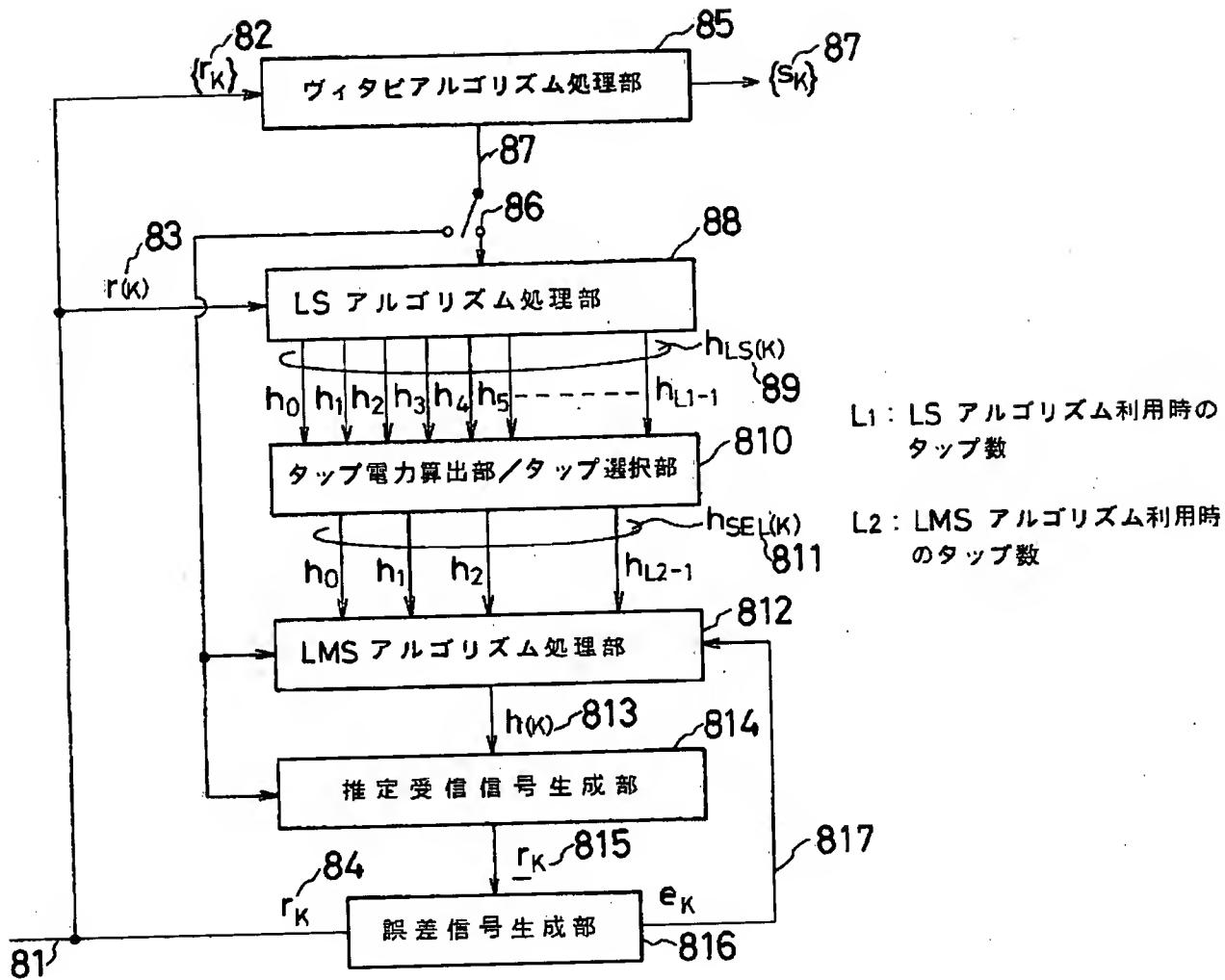
【図6】



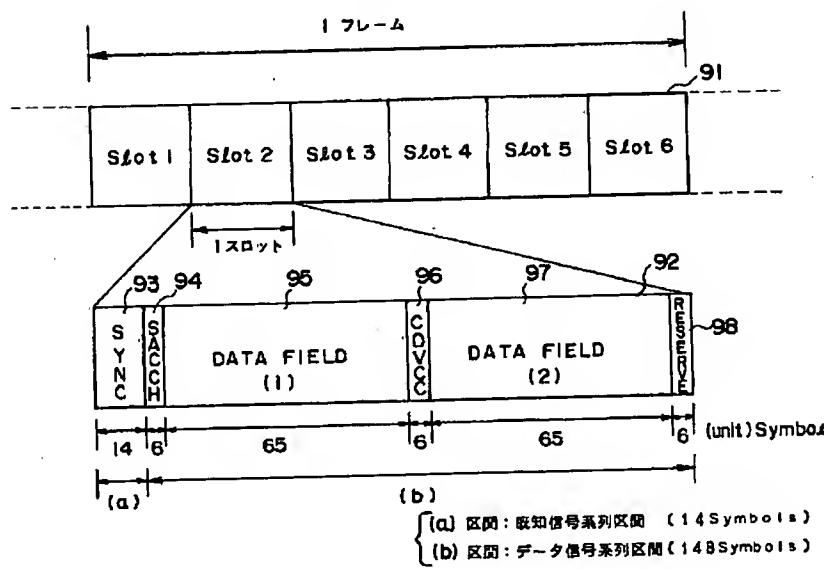
【図7】



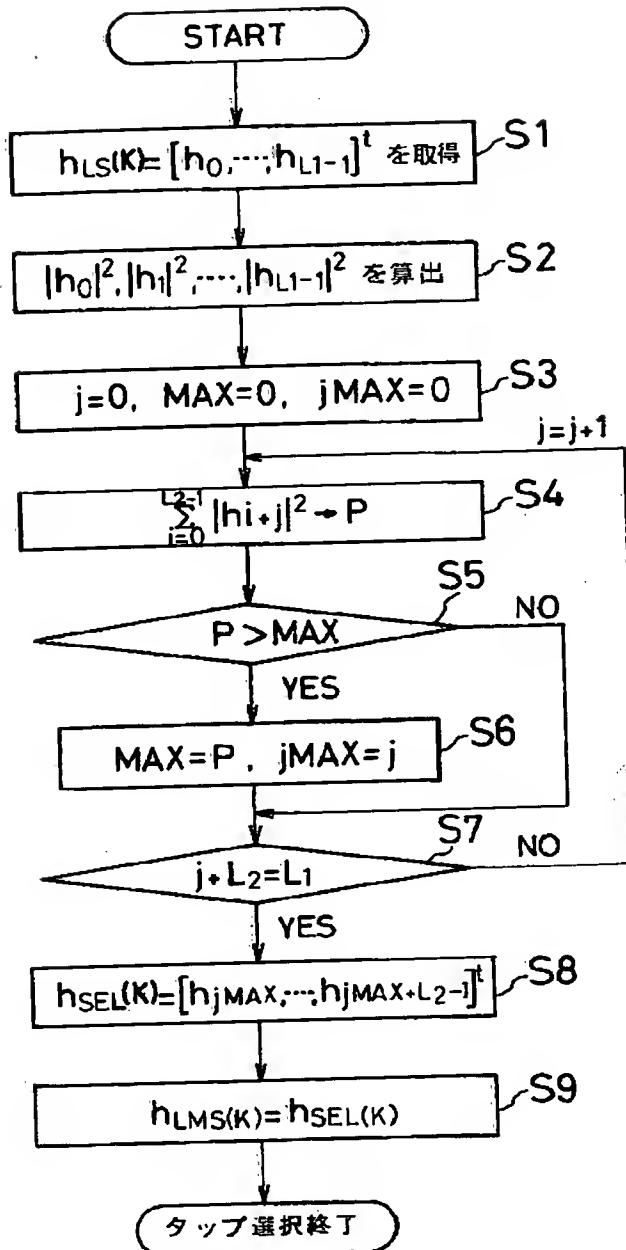
【図8】



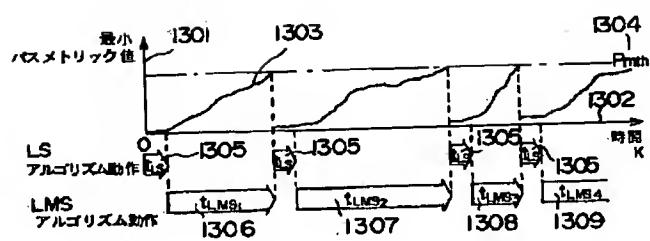
[図 1-2]



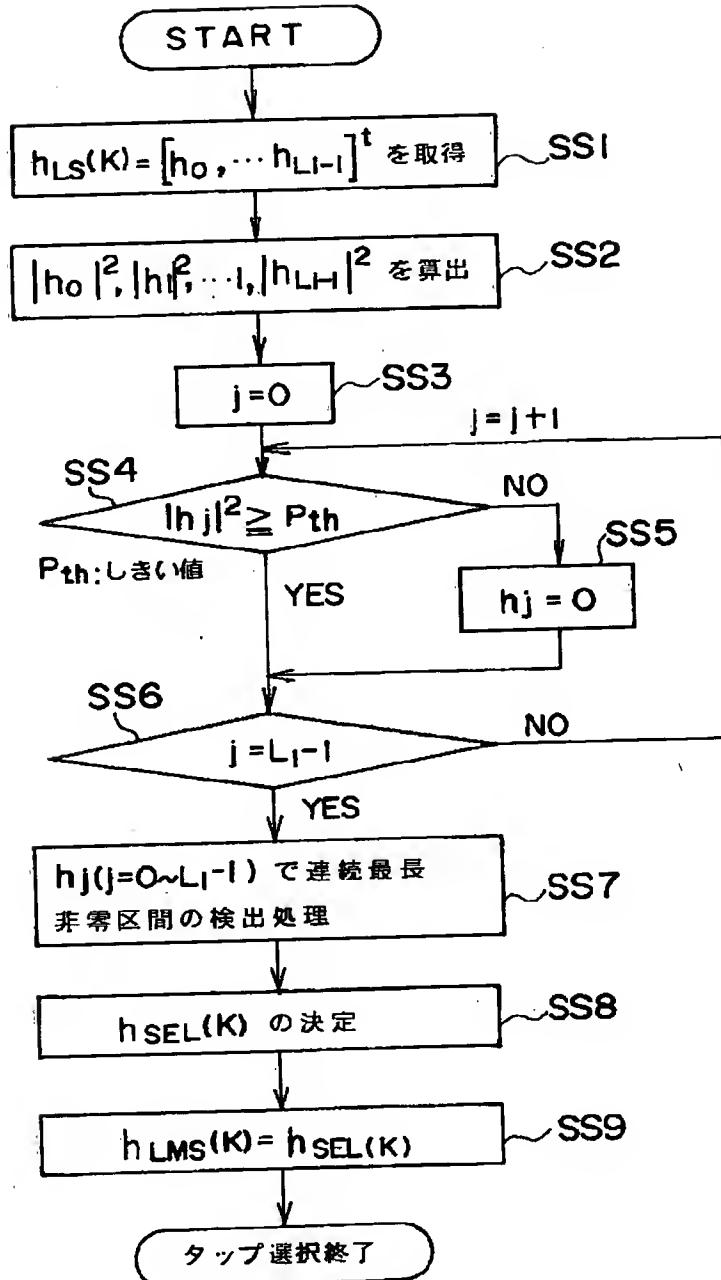
【図9】



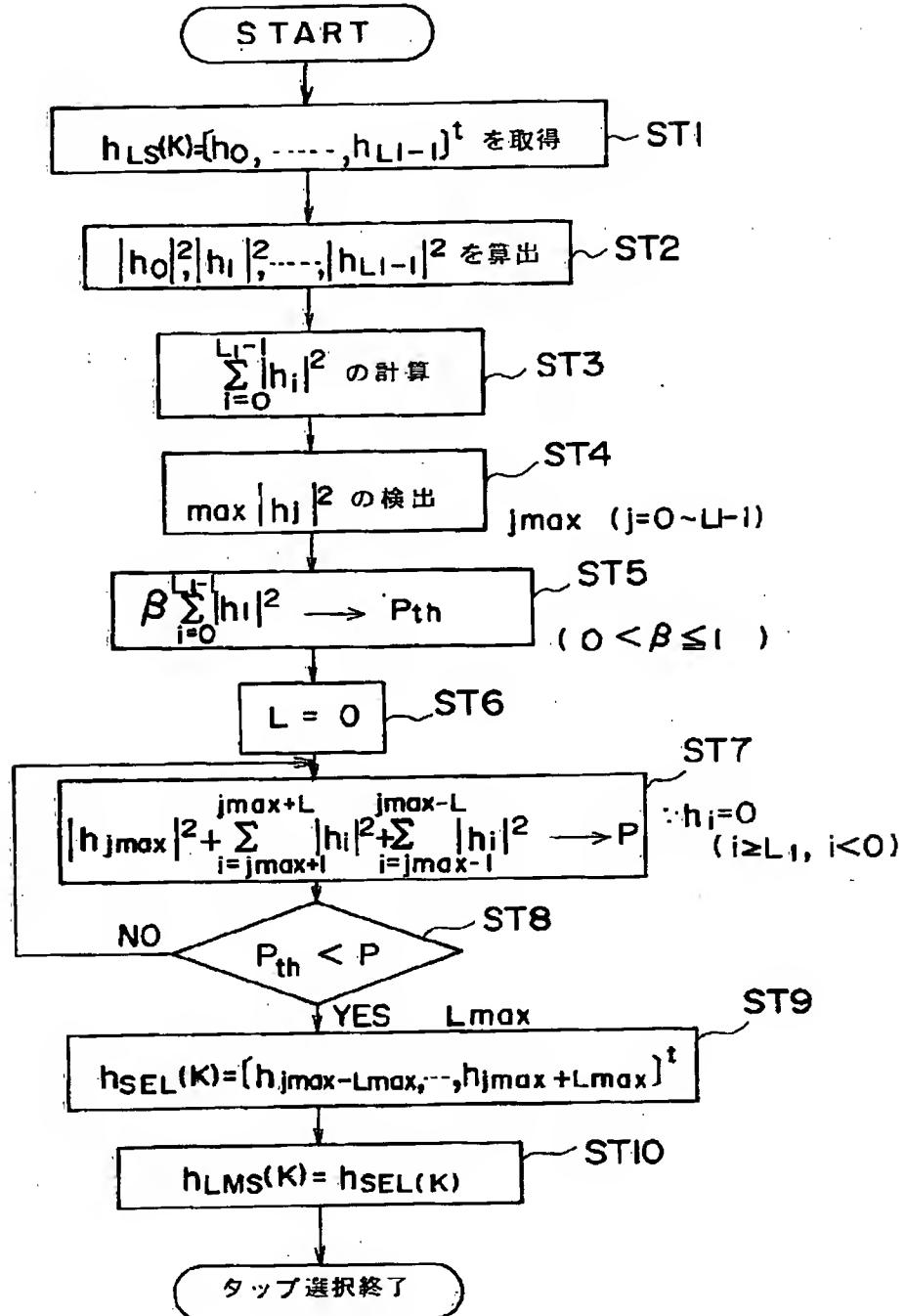
【図16】



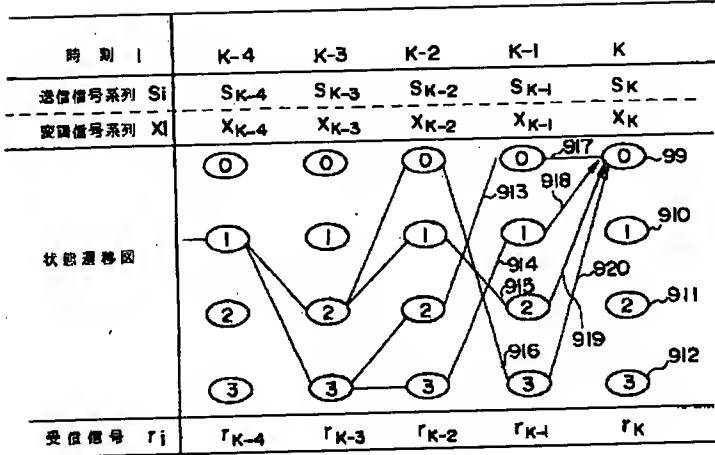
【図10】



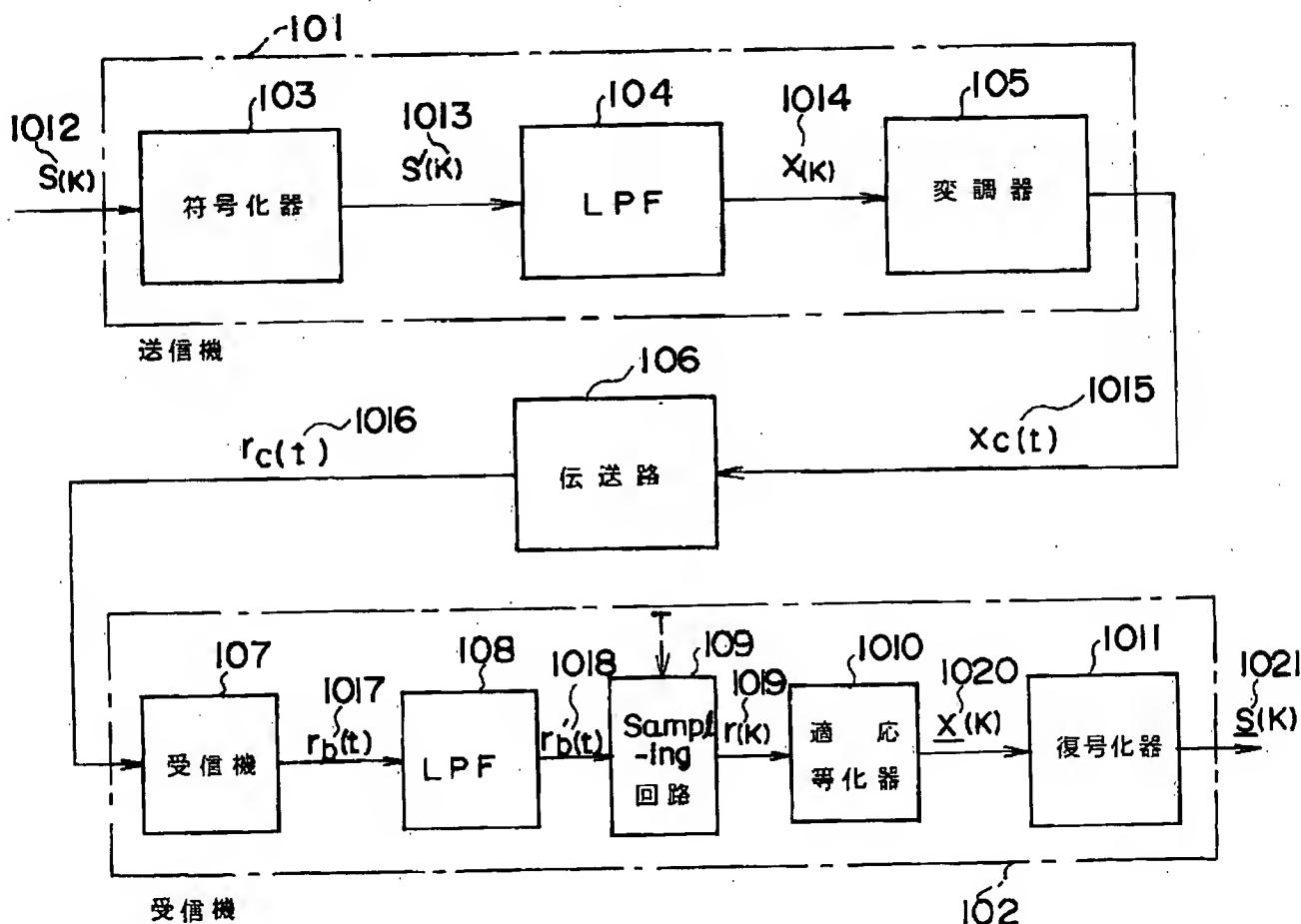
【図11】



【図13】



【図14】



【図17】

